

IQ 不平衡 OFDM 系统两种逼近最大似然性能的亚最大似然补偿算法^①

童娟娟^{②*} 束 锋^{③*****} 李 隽^{*} 余诗尧^{*} 赵军辉^{***}

(* 南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

(** 东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

(*** 北京交通大学电子与信息学院 北京 100044)

(**** 南京理工大学近程高速目标探测技术国防重点学科实验室 南京 210094)

摘 要 针对在同相正交 IQ 不平衡的正交频分复用 (OFDM) 系统中用传统的最大似然 (ML) 补偿算法需要二维复向量的搜索, 从而导致计算复杂度较高的问题, 提出了两种逼近 ML 算法性能的补偿算法, 即一维实向量迭代搜索算法和二维实向量迭代搜索算法, 它们通过在空间中迭代搜索一维或二维实向量来降低计算复杂度。仿真结果表明, 上述改进的亚 ML 补偿算法的性能优于现有的频域和时域最小二乘补偿方法, 逼近 ML 算法, 其计算复杂度明显低于传统的 ML 算法, 误比特性能与 ML 算法相当。

关键词 正交频分复用 (OFDM), IQ 不平衡, 最大似然 (ML) 算法, 亚最大似然算法, 补偿

0 引 言

直接变频发射机或接收机由于具有较低的成本、更小的功耗和更简单的系统结构^[1,2], 因而将成为未来新一代宽带正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统一个潜在的替代解决方案。然而, 模拟器件容易造成子信道间的串扰及同相正交 (inphase and quadrature, IQ) 支路幅度和相位之间的不平衡^[3,4], 从而导致信噪比 (SNR) 损失, 使得系统的性能下降^[5,6]。因此, 在同相正交 (IQ) 支路严重失衡的情况下, 为了获得可靠的误码性能, 使用高性能的信道估计和补偿算法是至关重要的。为了避免 IQ 失衡造成的信噪比损失, 文献[1]提出了频域最小二乘 (least square, LS)、自适应最小二乘和多种时域补偿方法。文献[7]讨论了时域盲估计和补偿算法。文献[8-10]针对 IQ 不平衡和其他几个影响信道估计和补偿性能的因素 (如相位噪声、频率偏移影响等) 同时存在的情况做了详细的讨论。文献[11,12]重点讨论了多输入多输出 (multiple input and multiple output,

MIMO) OFDM 系统 (简称 MIMO-OFDM 系统) 的导频设计。文献[13]针对 MIMO-OFDM 系统双选信道提出了两种接收端的 IQ 不平衡补偿算法, 这两种算法都通过新的 IQ 公式联合消除了 IQ 不平衡和信道时变性带来的影响。文献[14]研究了 IQ 不平衡对频率独立的时分双工 MIMO 系统产生的影响, 同时提出了两种预补偿方案来补偿由 IQ 不平衡引起的信道不互易性。虽然上述文献提到的补偿方法同 LS 算法一样具有较低的算法复杂度, 但均不能达到最佳的补偿效果。为了达到最佳性能, 本文针对具有 IQ 不平衡的 OFDM 系统设计了两种逼近最大似然 (maximum likelihood, ML) 算法性能的最佳补偿算法——亚最大似然补偿算法。这两种算法可以推广到频率相关的 IQ 不平衡模型中^[15]。

1 系统模型

根据文献[16]所述的带有 IQ 不平衡的 OFDM 系统模型, 发射端 N 个子信道传输的数据符号可以表示为

① 国家自然科学基金 (61271230, 61472190), 中央高校基本科研业务费专项资金 (30920130122004) 和东南大学移动通信国家重点实验室 (2013D02) 资助项目。
② 女, 1989 年生, 硕士生; 研究方向: 协作多蜂窝无线通信系统预编码技术; E-mail: tj19890303@163.com
③ 通讯作者, E-mail: shufeng@njjust.edu.cn
(收稿日期: 2014-03-11)

$$\mathbf{s} = \begin{pmatrix} s(1) \\ s(2) \\ \vdots \\ s(N) \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{s}$ 首先在发射端经过调制、IQ 不平衡和信道多径衰落,然后在接收端也经历了 IQ 不平衡,则最后接收端获得的频域向量符号为

$$\begin{aligned} \mathbf{z} = & (\mu_t \mu_i \text{diag}\{\mathbf{H}\} + \nu_r \nu_t^\dagger \text{diag}\{\mathbf{H}^\#\}) \mathbf{s} \\ & + (\mu_r \nu_i \text{diag}\{\mathbf{H}\} + \nu_r \mu_t^\dagger \text{diag}\{\mathbf{H}^\#\}) \mathbf{s}^\# + \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2)$$

其中记号 $\#$ 定义如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^\# = & [X^*(1)X^*(N)\cdots X^*(N/2+2) \\ & X^*(N/2+1)\cdots X^*(2)]^T \end{aligned} \quad (3)$$

μ_t 和 ν_t 为发射端不平衡参数, μ_r 和 ν_r 为接收端不平衡参数,定义如下:

$$\begin{aligned} \mu_t = & \cos(\theta_t/2) + j\alpha_t \sin(\theta_t/2) \\ \nu_t = & \alpha_t \cos(\theta_t/2) - j\sin(\theta_t/2) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \mu_r = & \cos(\theta_r/2) + j\alpha_r \sin(\theta_r/2) \\ \nu_r = & \alpha_r \cos(\theta_r/2) - j\sin(\theta_r/2) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 θ_t 和 α_t 为发射端 I 路和 Q 路的相位和幅度失真, θ_r 和 α_r 为接收端 I 路和 Q 路的相位和幅度失真。

$\mathbf{H}$ 由下式定义:

$$\mathbf{H} = \mathbf{F}_{N \times N} \begin{pmatrix} \mathbf{h} \\ \mathbf{0}_{(N-L-1) \times 1} \end{pmatrix} \quad (6)$$

式中 $\mathbf{h} = [h(1), h(2), \dots, h(L+1)]^T$ 为信道冲激响应,其中 $L+1$ 是循环前缀的长度。

$\mathbf{w}$ 由下式定义:

$$\mathbf{w} = \mu_r \mathbf{v} + \nu_r \mathbf{v}^\# \quad (7)$$

式中 $\mathbf{v}$ 为频域的加性白高斯噪声。

为了简化后面的分析,假定信道服从块衰落。从式(2)可以看出,第 k 个和第 $N-k+2$ 个子信道之间存在串扰,其中 $k = \{2, \dots, N/2\}$, 因此,这两个子信道的接收信号可以合并为如下的矩阵向量形式:

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{v}_k \quad (8)$$

其中 $\mathbf{H}_k = \Gamma_k$ 依据文献[16]定义, $\mathbf{s}_k$ 、 $\mathbf{z}_k$ 由下式定义:

$$\mathbf{s}_k = [\mathbf{s}(k) \mathbf{s}^\dagger(N-k+2)]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{z}_k = [\mathbf{z}(k) \mathbf{z}^\dagger(N-k+2)]^T \quad (10)$$

综上所述,基于文献[16]的修正的 LS 算法可以表示为

$$\hat{\mathbf{s}}_{LS,k} = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{H}_k^* \mathbf{H}_k)^{-1} \mathbf{H}_k^* \mathbf{z}_k \quad (11)$$

其中 σ^2 是正则化系数。

2 亚最大似然补偿算法

2.1 亚最大似然补偿算法 I

为了解决式(8)中的问题,设计了一种基于最大似然算法的扩展搜索方法,定义如下:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML,k} = \underset{\mathbf{s}_k \in \mathcal{S}_M \times \mathcal{S}_M}{\text{argmin}} \|f(\mathbf{s}_k, \mathbf{H}_k)\|_2 \quad (12)$$

其中, $\mathcal{S}_M$ 是 M 进制数字调制的信号星座点的集合, M 是信号星座点的数目。

式(12)中 $f(\mathbf{s}_k, \mathbf{H}_k)$ 由下式表示:

$$\begin{aligned} f(\mathbf{s}_k, \mathbf{H}_k) = & f(\mathbf{s}_k(n), \mathbf{s}_k(-n), \mathbf{H}_k) \\ = & \mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{s}_k \end{aligned} \quad (13)$$

其中,向量 $\mathbf{s}_k(-n)$ 是向量 $\mathbf{s}_k$ 中除去第 n 个元素后的剩余元素组成的向量。该算法需要 $2(N-1)M^2$ 次复数乘法运算,而与之对应的 LS 算法计算量为 $O(4(N-1))$ 。当信号星座点较多时,例如 $M = 256$, 则每个 OFDM 符号所需要的计算量约为 $131072(N-1)$ 次复数乘法运算。为了降低复杂度,提出迭代过程如下:

(1) 设置初始值: $i = 0, \hat{\mathbf{s}}_k = \hat{\mathbf{s}}_{LS,k}, L = \text{length}(\hat{\mathbf{s}}_k)$ 。

(2) 重复如下步骤:

(a) $i = i + 1$;

(b) $n = 1$;

(c) 重复下面步骤:

(i) 固定向量 $\hat{\mathbf{s}}_k$ 中除第 n 个值之外的元素;

$$\hat{\mathbf{s}}_k(n) = \underset{\mathbf{s}_k(n) \in \mathcal{S}_M}{\text{argmin}} \|f(\mathbf{s}_k(n), \hat{\mathbf{s}}_k(-n), \mathbf{H}_k)\|_2;$$

(ii) $n = n + 1$; 直到 $n > 2$ 跳出该循环。

直到 $\|f(\mathbf{s}_k(n), \hat{\mathbf{s}}_k(-n), \mathbf{H}_k)\|_2 \leq \varepsilon$, 跳出最外层循环。

(3) $I_0 = i$ 。

上述迭代算法需要的计算量约为 $(32I_0(N-1)M + 4N)$ 次复数乘法运算,在 $M \geq 4$ 满足迭代条件的情况下,该值比 $16(N-1)M^2$ 小。为了进一步降低上述算法在 MQAM 调制方式情况下的计算复杂度,将式(8)表示为如下的实值形式:

$$\bar{\mathbf{z}}_k = \bar{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{s}}_k + \bar{\mathbf{v}}_k \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{z}}_k = & \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{z}_k) \\ \Im(\mathbf{z}_k) \end{bmatrix}, \\ \bar{\mathbf{H}}_k = & \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}_k) & -\Im(\mathbf{H}_k) \\ \Im(\mathbf{H}_k) & \Re(\mathbf{H}_k) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\bar{\mathbf{s}}_k = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{s}_k) \\ \Im(\mathbf{s}_k) \end{bmatrix} \quad (15)$$

因此,ML 检测器的检测算法为

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML,k} = \underset{\mathbf{s}_k \in S_{PAM}^{PAM/M} \times S_{PAM}^{PAM/M} \times S_{PAM}^{PAM/M} \times S_{PAM}^{PAM/M}}{\operatorname{argmin}} \|g(\bar{\mathbf{s}}_k, \bar{\mathbf{H}}_k)\|_2 \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} g(\bar{\mathbf{s}}, \bar{\mathbf{H}}_k) &= g(\bar{\mathbf{s}}_k(n), \bar{\mathbf{s}}_k(-n), \bar{\mathbf{H}}_k) \\ &= \bar{\mathbf{z}}_k - \bar{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{s}}_k \end{aligned} \quad (17)$$

而 $\bar{\mathbf{s}}_k(-n)$ 是 $\bar{\mathbf{s}}_k$ 中除去 n 个元素后剩余元素组成的向量,式(16)与式(11)拥有相同的算法复杂度和误比特性能。

2.2 亚最大似然补偿算法 II

本节提出了一种一维的逼近 ML 算法的低复杂度迭代方案,情况同 2.1 节所述。迭代过程如下:

(1) 设定

$$i = 0, \hat{\mathbf{s}}_k = [\Re(\hat{\mathbf{s}}_{LS,k})^T \Im(\hat{\mathbf{s}}_{LS,k})^T]^T;$$

(2) 迭代下列过程:

(a) $i = i + 1$;

(b) $n = 1$;

(c) 嵌套迭代下列过程:

(i) 设定向量 $\hat{\mathbf{s}}_k$ 中除去第 n 个元素后剩余所有元素的值

$$\hat{\mathbf{s}}_k(n) = \underset{\mathbf{s}_k(n) \in S_{PAM}^{PAM/M}}{\operatorname{argmin}} \|g(\bar{\mathbf{s}}_k(n), \hat{\mathbf{s}}_k(-n), \bar{\mathbf{H}}_k)\|_2$$

(ii) $n = n + 1$;

(iii) 直到 $n > 4$ 跳出本循环。

(d) 直到 $\|g(\bar{\mathbf{s}}_k(n), \hat{\mathbf{s}}_k(-n), \bar{\mathbf{H}}_k)\|_2 \leq \varepsilon$ 跳出本次迭代。

(4) $I_1 = i$ 。

上述迭代过程需要约 $32I_1(N-1)/M$ 次复数乘法运算,并且在 $I_1 = 1$ 时收敛。

3 仿真参数与结果分析

本文仿真是在典型郊区信道模型^[17]下进行的,系统仿真参数设为:OFDM 系统子载波数 $N = 256$,循环前缀长度 $L + 1 = 16$,信号带宽 $BW = 5\text{MHz}$,数字调制方式为 16QAM,载频为 $f_c = 2\text{GHz}$ 。

在以下图 1 - 图 4 中,“Proposed quasi-ML I”表示“亚 ML 算法 I”,“Proposed quasi-ML II”表示“亚 ML 算法 II”,“No Compensation”表示发射端和接收端同时存在 IQ 不平衡但是未对其进行补偿,

“FD-LS”表示基于频域最小二乘估计的频域最小二乘补偿算法,“TD-LS”表示基于频域最小二乘估计的时域 LS 补偿算法,“ML”表示传统的最大似然算法。

图 1 和图 2 分别给出了不同迭代次数、不同信噪比、不平衡参数不同的条件下,两种亚 ML 算法的误比特率(BER)曲线。图 1 的不平衡参数为: $\alpha_i = 0.8\text{dB}$, $\theta_i = 8$, $\alpha_r = 0.4\text{dB}$, $\theta_r = 4$;图 2 的不平衡参数为: $\alpha_i = 2\text{dB}$, $\theta_i = 10$, $\alpha_r = 1\text{dB}$, $\theta_r = 5$ 。从图中可以看出,两种亚 ML 算法经过一次迭代后就能够收敛到最优的误码性能。

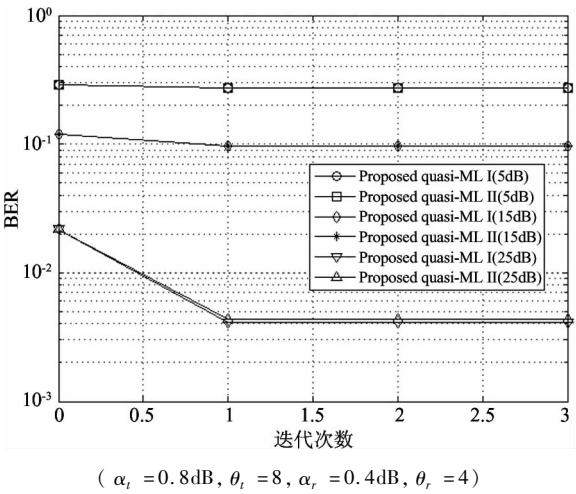


图 1 两种亚 ML 算法不同迭代次数的误码率 (BER) 曲线

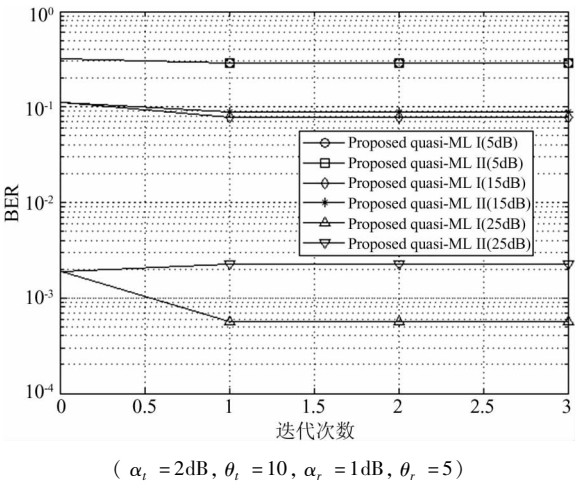


图 2 两种亚 ML 算法不同迭代次数的误码性能曲线

图 3 和图 4 分别给出了不同补偿算法在不同失真参数情况下的误比特性能的比较,图 3 的不平衡参数为: $\alpha_i = 0.2\text{dB}$, $\theta_i = 2$, $\alpha_r = 0.2\text{dB}$, $\theta_r = 2$;图 4

的不平衡参数为: $\alpha_t = 0.8\text{dB}$, $\theta_t = 8$, $\alpha_r = 0.4\text{dB}$, $\theta_r = 4$ 。可以看出,亚 ML I 型和亚 ML II 型算法的性能优于传统的 LS 算法和时域补偿算法,并且与传统的 ML 算法拥有几乎相同的误码性能。

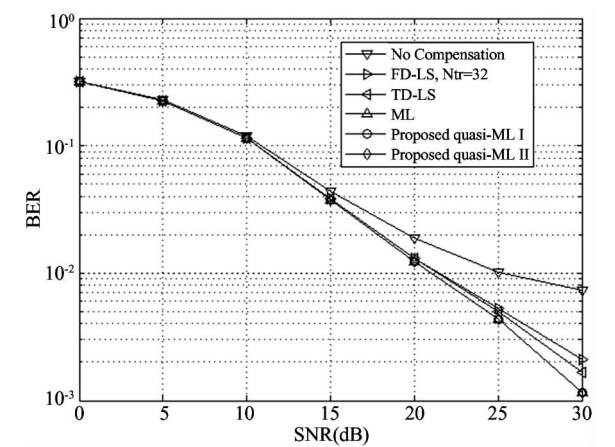


图3 不同算法在不平衡参数较小的情况下误码性能曲线

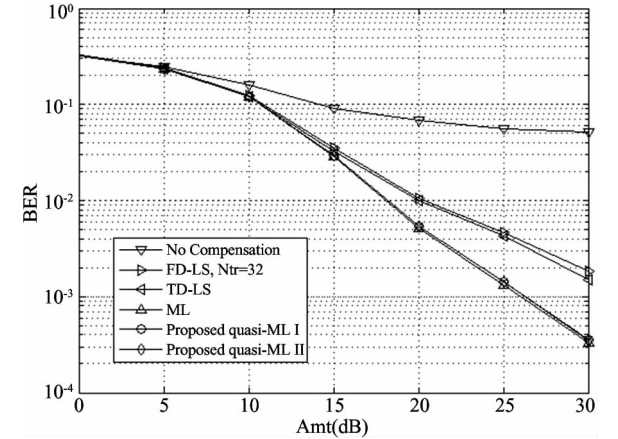


图4 在 IQ 不平衡的情况下,不同算法之间误码性能的比较

表 1 列出了以上几种算法的计算复杂度。由表 1 可知:本文提出的两种亚 ML 算法能够获得与传统 ML 算法相同的优越性能,同时显著降低了计算复杂度。

表 1 各种算法在 16QAM 调制方式下计算复杂度比较

算法名称	LS	TD	ML	Proposed quasi- ML I	Proposed quasi-ML II
复杂度(s)	0.1631	0.0192	237.9399	4.3829	1.4719

4 结 论

本文研究了具有 IQ 不平衡的 OFDM 系统的多种补偿方案,同时提出了两种逼近 ML 算法的亚最大似然补偿算法。仿真表明:亚最大似然算法能在显著降低复杂度的同时达到与传统 ML 算法相同的误比特率性能;同时,亚最大似然算法性能优于现有的频域和时域最小二乘补偿方法,且在中高信噪比的情况下提升尤为明显。

参考文献

[1] Tarighat A, Bagheri R, Sayed A H. Compensation schemes and performance analysis of I/Q Imbalances in OFDM receivers. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2005, 53(8): 3257-3268

[2] Shu F, Zhao J H, You X H, et al. An efficient sparse channel estimator combining time-domain LS and iterative shrinkage for OFDM systems with IQ-imbalances. *Science China Information Sciences*, 2012, 55 (11): 2604-2610

[3] Liang Y, Feng X X, Shi X J, et al. Improved joint com-

pensation scheme of transmitter and receiver IQ imbalance in OFDM systems. In: *Proceedings of the 2011 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, Nanjing, China, 2011. 1-4

[4] Razavi B, Behzad R. *RF Microelectronics*. New Jersey: Prentice Hall, 1998

[5] Taubock G, Hlawatsch F. A compressed sensing technique for OFDM channel estimation in mobile environments: exploiting channel sparsity for reducing pilot. In: *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Las Vegas, USA, 2008. 2885-2888

[6] Abidi A A. Direct-conversion radio transceivers for digital communications. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1995, 30 (12): 1399-1410

[7] Valkama M, Renfors M, Koivunen V. Advanced methods for IQ imbalance compensation in communication receivers. *IEEE Trans Signal Processing*, 2001, 49 (10): 2335-2344

[8] Xing G, Shen M, Liu H. Frequency offset and IQ imbalance compensation for direct conversion receivers. *IEEE Trans Wireless Communications*, 2005, 4(2): 673-680

[9] Tubbax J, Come B, Van der Perre L, et al. Compensa-

- tation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems. *IEEE Trans Wireless Communications*, 2005, 4 (3): 872-877
- [10] Inamori M, Bostamam A M, Sanada Y, et al. IQ imbalance compensation scheme in the presence of frequency offset and dynamic DC offset for a direct conversion receiver. *IEEE Trans Wireless Communications*, 2009, 8 (5): 2214-2220
- [11] Minn H, Munoz D. Pilot designs for channel estimation of MIMO-OFDM systems with frequency-dependent IQ imbalances. *IEEE Trans Communications*, 2010, (8): 2252-2264
- [12] Kamata H, Sakaguchi K, Araki K. An effective IQ imbalance compensation scheme for MIMO-OFDM communication system. In: Proceedings of the International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Tokyo, Japan, 2005. 181-185
- [13] Beheshti M, Omid M J, Doost-Hoseini A M. Joint compensation of transmitter and receiver IQ imbalance for MIMO-OFDM over doubly selective channels. *Wireless Personal Communications*, 2013, 70(2): 537-559
- [14] Liu Z J, Sun D C, Wang J L, et al. Impact and compensation of I/Q imbalance on channel reciprocity of time-division-duplexing multiple-input multiple-output systems. *IET Communications*, 2013, 7(7): 663-672
- [15] Tsai Y, Yen C P, Wang X. Blind frequency -dependent I/Q imbalance compensation for direct-conversion receivers. *IEEE Trans Wireless Communications*, 2010, 9 (6):1976-1986
- [16] Tarighat A, Sayed A H. Joint compensation of transmitter and receiver impairments in OFDM systems. *IEEE Trans Wireless Communications*, 2007, 6(1): 240-247
- [17] ETSI TR 125 943 V5 1.0 2002 06 Universal Mobile Telecommunications System UMTS Deployment aspects 3GPP TR 25.943 version 5.1 0 Release 5, 2002

Two quasi-ML compensation methods for OFDM systems with IQ imbalances

Tong Juanjuan^{*}, Shu Feng^{* ** ****}, Li Jun^{*}, Yu Shiyao^{*}, Zhao Junhui^{***}

(^{*} School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094)

(^{**} National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096)

(^{***} School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044)

(^{****} Ministerial Key Laboratory of JGMT, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094)

Abstract

Based on the study of the problem that for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with inphase and quadrature (IQ) imbalances, the conventional maximum likelihood (ML) compensation method has the higher computational complexity since it adopts exhaustive searching in space of two-dimensional complex vectors, two quasi-ML compensation methods, the 1D vector searching and the 2D vector searching, were proposed based on the conventional ML compensation method, which reduce the complexity by iterative searching in space of one or two-dimensional real vectors. The simulation results show that the performance of the proposed quasi-ML compensation methods outperform the existing compensation methods such as the time-domain least square (LS) and the frequency-domain LS, and are close to the conventional ML but the computational complexity is obviously lower than it.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), IQ imbalances, maximum likelihood (ML) algorithm, quasi-ML algorithm, compensation